



⑯ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑯ Offenlegungsschrift
⑯ DE 195 43 562 A 1

⑯ Int. Cl. 6:
G 01 B 7/30
G 01 D 5/20
G 01 R 33/06
// G01B 101:10

⑯ Aktenzeichen: 195 43 562.1
⑯ Anmeldetag: 22. 11. 95
⑯ Offenlegungstag: 23. 5. 96

⑯ Innere Priorität: ⑯ ⑯ ⑯

22.11.94 DE 44 41 504.4

⑯ Anmelder:

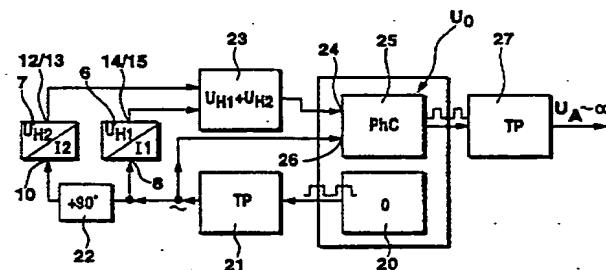
Robert Bosch GmbH, 70469 Stuttgart, DE

⑯ Erfinder:

Steinlechner, Siegbert, Dipl.-Ing., 71229 Leonberg, DE; Zabler, Erich, Dr.-Ing., 76297 Stutensee, DE; Dukart, Anton, Dipl.-Ing., 76744 Woerth, DE; Winner, Hermann, Dipl.-Phys. Dr., 76229 Karlsruhe, DE

⑯ Anordnung zur berührungslosen Drehwinkelerfassung eines drehbaren Elements

⑯ Es wird eine Anordnung zur berührungslosen Drehwinkelerfassung eines drehbaren Elements (2) vorgeschlagen, bei der unter Auswertung von magnetisch beeinflußbaren Eigenschaften in einer Sensoranordnung (5), eine vom drehbaren Element erzeugte oder beeinflußte magnetische Feldstärke (B) detektierbar und zur Ermittlung der Drehlage heranziehbar ist. Um auf einfache Weise auch die absolute Drehlage des drehbaren Elements (2) zu erfassen, ist die Sensoranordnung (5) aus wenigstens zwei Sensorelementen aufgebaut und derart dem drehbaren Element (2) gegenüber angeordnet, daß die vom drehbaren Element (2) ausgehenden Feldlinien (B) in jeder Drehlage quer zu den von der Richtung eines Stromes (I) in den Sensorelementen (6, 7) vorgegebenen Sensorstrukturen verlaufen. Mit verschiedenen elektronischen Auswerteinrichtungen sind die Richtungskomponenten der Feldlinien (B) zur Ermittlung der Drehlage (Drehwinkel α) auswertbar, indem die Phasenlage zwischen Eingangs- und Ausgangssignalen der jeweiligen Sensorelemente ausgewertet wird. Als Eingangssignale werden entweder sinus- oder rechteckförmige Wechselspannungen zugeführt oder Gleichspannungen.



DE 195 43 562 A 1

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

BUNDESDRUCKEREI 03. 98 802 021/508

17/28

DE 195 43 562 A 1

Beschreibung

Stand der Technik

Die Erfindung betrifft eine Anordnung zur berührungslosen Drehwinkel erfassung eines drehbaren Elements, bei der unter Auswertung von magnetisch beeinflußbaren elektrischen Eigenschaften an einem Sensor eine vom drehbaren Element erzeugte oder beeinflußte magnetische Feldstärke detektiert wird, nach der Gattung des Hauptanspruchs.

Eine Anordnung dieser Art, mit der eine Drehwinkel erfassung durchführbar ist, ist beispielsweise aus der EP-0 217 478 B1 bekannt.

Hier werden mit einem Winkelsensor, der aus zwei parallelen dünnen Filmen aus magnetisch weichem Material gebildet ist, die von einem drehenden Magneten ausgehenden magnetischen Feldlinien erfaßt und ausgewertet. Die magnetischen Filme im Winkelsensor sind derart angebracht, daß in der Ebene der Feldlinien jeweils Stromzuführungs- und Spannungsmeßanschlüsse an den beiden Filmen um 45° gegeneinander versetzt angeschlossen sind. Durch eine Widerstands-Anisotropie in den Filmen ergibt sich ein von der Richtung der Winkellage der Feldlinien abhängiges Sensorsignal, das in einer Auswerteschaltung verarbeitbar ist. Bei dieser bekannten Anordnung ist jedoch nur eine Winkel auswertung im Bereich von 180° auswertbar, was zu einem erhöhten Aufwand bei der einwandfreien Erfassung der Winkellage führt.

Weiterhin ist eine Abtastung von inkrementalen Strukturen an Zahnrädern aus ferromagnetischem Material bekannt, bei der beispielsweise für die Zündungssteuerung an Verbrennungsmotoren oder zur Drehzahl erfassung für Antiblockiersysteme die Abtastung mit berührungslosen Sensoranordnungen vorgenommen wird. Beispielhaft ist in dem VDI-Bericht Nr. 509, (VDI-Verlag 1984), Seiten 263 bis 268, im Aufsatz "Neue, alternative Lösungen für Drehzahlsensoren im Kraftfahrzeug auf magnetoresistiver Basis" beschrieben, wie mit magnetischen Tangentialsonden als Sensoren eine besonders einfache und insbesondere gegen Luftspalt schwankungen unempfindliche Abtastung von Inkrementalstrukturen an drehenden Wellen oder Zahnrädern durchführbar ist. Dies ist möglich, weil das Vorzeichen der Tangentialkomponente eines im Sensor befindlichen Dauermagneten nicht von der Größe des Luftspaltes zwischen dem Sensor und den drehbaren Elementen abhängt. Diese Vorzeichenänderung kann nur durch eine rotorische Weiterbewegung der Welle oder des Zahnrades erfolgen, wodurch eine inkrementale Drehwinkeländerung eines Zahnrades erfaßt werden kann.

In der oben genannten, bekannten Druckschrift ist auf Seite 264 unter Punkt 3.3 auch der Einsatz von Sensoren beschrieben, die sich den sogenannten Halleffekt zur Abtastung einer Änderung eines magnetischen Feldes zu Nutze machen. Diese in bekannter Weise ausgeführten Hallsensoren nutzen eine Ablenkung eines zwischen zwei Anschlußpolen fließenden Stromes durch ein senkrecht dazu stehendes magnetisches Feld aus. Eine Ladungsträgerverschiebung in Richtung der magnetischen Feldlinien führt hierbei zum Entstehen einer sogenannten Hallspannung, die quer zur Stromflußrichtung abnehmbar ist. Unter Ausnutzung der für diesen Zweck optimalen Eigenschaften von Hallstrukturen in Halbleitermaterialien verläuft die Stromflußrichtung in dieser

Hallstruktur in der Regel planar in der Ebene eines sogenannten Halbleiter-Wafers, zum Beispiel eines Silizium-Halbleiter-Chips.

Die bei der Abtastung an drehbaren Elementen notwendige Tangentialfelderfassung ist hier insofern nachteilig, als daß durch die unvermeidbare tangentiale Längsausdehnung des Hallsensors herkömmlicher Art ein erheblicher Luftspalt zwischen dem drehbaren Element und dem Sensor entsteht (ca. 2 mm bis 4 mm) und der Effekt der senkrecht zur Waferebene verlaufenden Feldlinien stark verringert wird. Da die Feldstärke exponentiell zum Abstand zwischen dem drehbaren Element und dem Sensor abnimmt, wird der auswertbare Meßeffekt hier sehr klein. Um ein vom Luftspalt unabhängiges Signal zu erfassen, muß bei der bekannten Methode eine differentielle Erfassung des radial gerichteten Feldes mit zwei Hallsensoren durchgeführt werden, die eventuell auch besonders an die Inkrementweiten (Zahnabstand bei Zahnrädern) angepaßt sind. Eine Anwendung von Materialien mit höherer und anders gerichteter Empfindlichkeit, wie zum Beispiel magnetoresistive Dünnschichtsensoren, Permalloysensoren oder auch sogenannte Pseudohallsensoren, als Alternative zu den Silizium-Halbleiter-Hallsensoren ist möglich, die Herstellungstechnologie ist bei diesen Materialien allerdings aufwendig, insbesondere, wenn sie mit einem Verstärkerschaltkreis verbunden bzw. mit ihm integriert werden sollen.

Es sind weiterhin Hallsensoren bekannt (aus "Sensors and Materials", 5, 2 (1993) 091 – 101, MYU, Tokyo, der Aufsatz "Simulation, Design and Fabrication of a Vertical Hall Device for Two-Dimensional Magnetic Field Sensing" von M. Parajape, Lj. Ristic und W. Allegretto), bei denen sich die Hallstruktur senkrecht zur Waferebene in die Tiefe eines Silizium-Chips ausdehnt. Somit wird hier eine Erfassung des tangential gerichteten Feldes möglich, ohne dabei den Luftspalt untragbar zu vergrößern.

Diese, aus der zweiten Druckschrift bekannten Hallsensoren beanspruchen eine geringe Ausdehnung und damit einen sehr geringen Luftspalt, welcher sich im wesentlichen nur aus der Waferdicke (ca. 400 µm) zusätzlich einer Schutzschicht zusammensetzt. Auch ist aus dieser Druckschrift bekannt, mit zwei um 90° gegeneinander versetzten Hallsensoren auch Komponenten eines zweidimensionalen magnetischen Feldes zu erfassen.

Vorteile der Erfindung

Die erfindungsgemäße Anordnung zur berührungslosen Drehwinkel erfassung eines drehbaren Elements, unter Ausnutzung des Halleffekts oder eines magnetoresistiven Effekts, mit den Merkmalen des Anspruchs 1, hat den Vorteil, daß beispielsweise die Tangentialfelderfassung eines vom drehbaren Element erzeugten oder beeinflußten magnetischen Feldes mit geringem Luftspalt mit hoher Genauigkeit möglich ist. Die vertikal in einer Ebene, beispielsweise einem Siliziumwafer, angeordneten Sensorelemente gestatten aufgrund ihrer geringen Abmessungen in der planaren Ebene eine effektive Platzierung des Sensors in der Nähe der drehbaren Elemente, wobei durch eine zusätzliche, räumliche mikromechanische Strukturierung die Empfindlichkeit des Sensors erhöht werden kann. Die zur Signalaufbereitung erforderlichen elektronischen Schaltkreise können hierbei vorteilhaft in den selben Silizium-Chip wie die Sensorelemente integriert werden. Hierbei ist, wie oben er-

wähnt, der Nachteil eines inkrementalen Drehwinkel-Meßsystems vermeidbar, daß es auf einer Zählung der Inkremente beruht, die von außen bleibend gestört werden kann.

Mit der Anwendung von zwei um 90° gegeneinander verdrehten, vertikalen Hall-Sensorelementen oder von zwei um 45° gegeneinander verdrehten AMR-Sensorelementen gemäß der Erfindung an drehbaren Elementen können zwei Komponenten eines äußeren, in der Ebene der die Sensorelemente tragenden Fläche liegenden Feldes auf einfache Weise sehr genau erfaßt werden. Die Drehlage des drehbaren Elementes verändert hierbei in gleicher Weise die Drehlage des erzeugten oder beeinflußten magnetischen Feldes und somit die Feldkomponenten in der Ebene der die Sensorelemente tragenden Fläche. Bei der erfindungsgemäßen Anordnung ist also jederzeit auch die absolute Drehlage des drehbaren Elementes erfaßbar und nicht auf Inkrementen beschränkt. Die elektronische Auswertung kann auf vorteilhafte Weise vorgenommen werden, da sich die von den Feldkomponenten erzeugten Signale nach einem Sinus- bzw. Cosinusgesetz ändern und eine Ermittlung des Drehlagewertes mit analogen oder digitalen Schaltkreisen unter schaltungstechnischer Umsetzung von trigonometrischen Formeln durchführbar ist. Eine solche vorteilhafte Auswertung ist möglich, sofern eines der Sensorelemente mit einem sinus- und das andere mit einem cosinusförmigen Signal angeregt wird. Besonders vorteilhaft ist, daß die schaltungstechnische Umsetzung für die Auswertung von Signalen von wählbaren Sensoren geeignet ist, wobei Speisesignale mit Steuersignalen in geeigneter Weise, insbesondere multiplikativ verknüpft werden.

Werden die Sensorelemente mit geeigneten rechteckförmigen Signalen einer Kreisfrequenz ω , beispielsweise mit zwei rechteckförmigen Spannungen mit 50% Tastverhältnis, die zueinander um eine Viertelperiode verschoben sind, angesteuert, ergeben sich besonders vorteilhafte Möglichkeiten. So sind solche Rechtecksignale einfacher zu erzeugen als phasen- und amplitudenkonstante Sinus- bzw. Cosinussignale.

Außerdem treten keine Probleme mit der Amplitude- bzw. Phasenkonstanz dieser Signale auf.

Es ist eine ratiometrische analoge Ausgangsspannung einfach erzeugbar, wahlweise auch ein pulsbreitenmoduliertes Ausgangssignal. Nullpunktverschiebungen bzw. Eichungen sowie die Kompensation von statischen Fehlern des Sensors und/oder der Auswerteschaltung sind analog oder digital realisierbar und die gesamte Anordnung von Sensor und Auswerteschaltung ist vollständig integrierbar.

Durch Messung des Stromverbrauchs bei der Erzeugung der Rechtecksignale läßt sich die Temperatur des Sensors ermitteln, dadurch ist eine vorteilhafte Kompensation der temperaturabhängigen Eigenschaften des Sensors möglich.

In einer weiteren vorteilhaften Ausführung der Erfindung werden die beiden Sensoren mit Gleichspannungen angesteuert und die erzeugte Ausgangsspannung wird mit Hilfe zweier elektronischer Schalter verarbeitet. Auch mit einer solchen Ausführungsform kann eine Nullpunktverschiebung kompensiert werden.

Weitere vorteilhafte Ausführungsformen der Erfindung sind in den Unteransprüchen angegeben.

Zeichnung

Ausführungsbeispiele der Erfindung werden anhand

der Zeichnung erläutert. Es zeigen

Fig. 1 einen Schnitt durch eine Drehwinkelerafungsanordnung an einer drehbaren Welle mit einer schematischen Darstellung einer Sensoranordnung;

5 Fig. 2 eine Prinzipdarstellung der Sensoranordnung nach Fig. 1 mit zwei um 90° gegeneinander versetzten Hallsensoren;

Fig. 3 die Kurvenverläufe der Sensorausgangsspannungen und der resultierenden Ausgangssignale und

10 Fig. 4 ein Blockschaltbild einer Auswerteschaltung zur Ermittlung des Drehwinkels der drehbaren Welle. Die Fig. 5 bis 7 zeigen Ausführungsbeispiele für Ansteuerungen mit rechteckförmigen Signalen und in Fig. 8 ist eine konkrete Schaltung dargestellt. Die Fig. 9 und 10 zeigen Ausführungsformen, bei denen die Ansteuerung der Sensoren mit Gleichspannung erfolgt und die Ausgangssignale unter Verwendung von Schaltern verarbeitet werden.

Beschreibung der Ausführungsbeispiele

Die Erfindung wird anhand von Ausführungsbeispielen erläutert, bei denen die Sensorelemente z. B. zwei Hallsensoren sind. Mit anderen magnetoresistiven Sensoren, also Sensoren, deren Widerstand sich magnetfeldabhängig ändert, läßt sich die Erfindung ebenfalls realisieren.

In der Fig. 1 ist eine um den Winkel α drehbare Welle 1 gezeigt, die an ihrem Ende einen Dauermagneten 2 als 30 mitdrehbares Element trägt. α ist der Winkel, der gemessen werden soll. Die magnetischen Feldlinien B des Magneten 2 verlaufen hierbei durch ein oberes Teil 3 eines Gehäuses 4, wobei in diesem oberen Teil 3 eine Sensoranordnung 5, bestehend aus zwei gegeneinander 35 um 90° versetzten Hallsensoren (vgl. Fig. 2), fest angeordnet ist. Die Darstellung der Hallsensoren ist hier nur schematisch, da diese in eine Schicht integriert sein können und dadurch sichtbar nicht mehr in Erscheinung treten müssen. Die Richtungskomponenten der Feldlinien B verursachen hier spezifische Ausgangssignale 40 der beiden Hallsensoren, wodurch sowohl die absolute Drehlage als auch eine Änderung der Drehlage um eine beliebige Winkeländerung α mit einer nachfolgenden anhand der Fig. 4 bis 10 beschriebenen elektronischen Schaltung ausgewertet werden kann.

In der Fig. 2 ist die Lage und die Beschaltung von zwei Hallsensoren 6 und 7 als Bestandteil der Sensoranordnung 5 gemäß Fig. 1 in prinzipieller Weise räumlich dargestellt. Der Hallsensor 6 weist Stromanschlüsse 8 und 9 und der Hallsensor 7 Stromanschlüsse 10 und 11 auf, durch die ein Strom I in der gezeigten Richtung hindurch fließt. Quer zu der Stromflußrichtung des Stromes I sind an Anschlüssen 12 und 13 (Hallsensor 6) und Anschlüssen 14 und 15 (Hallsensor 7) Hallspannungen U_{H1} und U_{H2} abnehmbar. Die magnetischen Feldlinien B eines Magneten 2 (vgl. Fig. 1) weisen hierbei jeweils in der Strecke zwischen den gegenüberliegenden Anschlüssen 12 und 13 bzw. zwischen den Anschlüssen 14 und 15 Feldkomponenten auf, die in der als Halleffekt 50 bekannten Weise zu einer Ablenkung der Ladungsträger des Stromes I führen. Der damit verbundene Potentialunterschied führt zu der Hallspannung U_{H1} zwischen den Polen bzw. Anschlüssen 12 und 13 sowie zu der Hallspannung U_{H2} zwischen den Polen bzw. Anschlüssen 14 und 15, die in der nachfolgend beschriebenen Art und Weise ausgewertet können. Eine Änderung der Richtung der Feldlinien B durch eine Drehung um den Winkel α führt demgemäß zu einer unterschiedlichen

Beeinflussung des Halleffekts in den Hallsensoren 6 und 7. Dies kann über die elektronische Auswertung der Hallspannungen U_{H1} und U_{H2} zur Berechnung des Drehwinkels α herangezogen werden.

Die beiden Hallsensoren 6 und 7 können daher zur Auswertung eines vom drehbaren Element (Magnet 2) erzeugten magnetischen Feldes im vollen Drehbereich von 360° herangezogen werden. Beispielsweise werden die Hallsensoren 6 und 7 durch in einen Silizium-Halbleiter-Wafer eingebrachte vertikale Hallstrukturen derart hergestellt, daß aufgrund ihrer geringen Abmessungen in der planaren Ebene des Wafers eine präzise und nahezu punktförmige Plazierung der Sensoranordnung 5 in der Nähe des drehbaren Elementes möglich ist, wobei durch eine zusätzliche, räumliche, mikromechanische Strukturierung die Empfindlichkeit der Sensoranordnung 5 erhöht werden kann. Die zur Signalaufbereitung erforderlichen elektronischen Schaltkreise können hierbei vorteilhaft in den selben Silizium-Chip wie die Hallsensoren 6 und 7 integriert werden.

In Fig. 3 ist der Verlauf der Hallspannung U_{H1} und der Hallspannung U_{H2} in Abhängigkeit vom Drehwinkel α dargestellt. Der Verlauf der Hallspannung U_{H1} in Abhängigkeit vom Drehwinkel α erfolgt hierbei nach einem Sinusgesetz und der der Hallspannung U_{H2} nach einem Cosinusgesetz, wobei sich folgende mathematischen Beziehungen ergeben:

$$U_{H1} = C_1 \cdot I_1 \cdot B \cdot \cos \alpha, \quad (1)$$

$$U_{H2} = C_2 \cdot I_2 \cdot B \cdot \sin \alpha, \quad (2)$$

wobei

U_{H1} die Hallspannung des Hallsensors 6,

U_{H2} die Hallspannung des um 90° versetzten Hallsensors 7,

C_1, C_2 Materialkonstanten der Hallsensoren 6 und 7, B die senkrecht zur Ebene der Hallsensoren 6 und 7 auftretende magnetische Feldstärke (unter der Voraussetzung, daß die Feldstärke an beiden Hallsensoren 6 und 7 gleich ist ($B_1 = B_2$)) und α der Drehwinkel des sich drehenden Elements (Magnet 2) ist.

Durch eine, in einer elektronischen Auswerteschaltung herzustellende Verknüpfung der Hallspannungen U_{H1} und U_{H2} wird eine Ausgangsspannung U_A erzeugt, die in sehr guter Näherung proportional zum Drehwinkel α des drehbaren Elements 2 ist (vgl. Verlauf der Kurve 16 im rechten Teil der Fig. 3). Die mathematische Auswertung kann mit einer entsprechenden schaltungsmäßigen Realisierung beispielsweise wie folgt vorgenommen werden:

$$\alpha = \arctan(U_{H1}/U_{H2}) \quad (3),$$

womit der Drehwinkel α aus der Ausgangsspannung U_A in der Auswerteschaltung bestimbar ist.

Fig. 4 zeigt beispielhaft eine mögliche Ausführungsform einer Auswerteschaltung, mit der die oben beschriebene Drehwinkelbestimmung an der erfundsgemäßen Anordnung durchgeführt werden kann. Ausgehend von einem spannungsgeregelten Oszillator 20 mit nachgeschaltetem Tiefpaß 21 wird hier ein erster sinusförmiger Wechselstrom I_1 erzeugt, der am Stromanschluß 8 des Sensors anliegt und folgende Zeitfunktion aufweist:

$$I_1(t) = I_0 \cdot \sin(\omega \cdot t).$$

Am Ausgang eines Phasenverzögerungsgliedes 22 liegt ein um 90° verschobener Strom I_2 mit der Zeitfunktion

$$I_2(t) = I_0 \cdot \cos(\omega \cdot t)$$

an, mit dem der Sensor an seinem Stromanschluß 10 beaufschlagt wird. Die Sensorelemente bilden daraufhin ein Produkt, die Spannungen U_{H1} und U_{H2} , an den Ausgängen 12/13 und 14/15 ergeben sich wie folgt

$$U_{H1}(t, \alpha) = C_1 \cdot B_1 \cdot \cos(K\alpha) \cdot I_1(t) \text{ und}$$

$$U_{H2}(t, \alpha) = C_2 \cdot B_2 \cdot \sin(K\alpha) \cdot I_2(t),$$

wobei die Konstanten $C_1 = C_2 = C$ und die Feldkomponenten $B_1 = B_2 = B$ sein können, α ist der zu messende Winkel, das heißt der Winkel zwischen dem Steuermagnetfeld und dem Sensor. Der Faktor K beträgt 1 bei Hall-, 2 bei AMR-Sensoren. Durch Addition dieser Signale entsteht eine zum Strom I_2 bzw. I_2 um $K\alpha$ phasenverschobene Spannung $U(t)$. In einer Summationsschaltung 23 wird die Summe aus den beiden Spannungen $U_{H1}(t)$ und $U_{H2}(t)$ gebildet, so daß sich eine Spannung $U(t)$ nach folgender Beziehung unter Anwendung trigonometrischer Formeln ergibt:

$$U(t) = U_{H1}(t) + U_{H2}(t)$$

$$U(t) = C \cdot B \cdot I_0 \cdot (\cos(K\alpha) \cdot \sin(\omega \cdot t) + \sin(K\alpha) \cdot \cos(\omega \cdot t)).$$

30 Diese Gleichung kann umgeformt werden zu:

$$U(t) = C \cdot B \cdot I_0 \cdot \sin(\omega \cdot t + K\alpha),$$

da allgemein gilt:

$$\sin(a + b) = \sin(a) \cdot \cos(b) + \sin(b) \cdot \cos(a).$$

Die Spannung $U(t)$ liegt an einem ersten Eingang 24 eines Phasenkomparators 25 an, an dessen zweiten Eingang 26 das Ausgangssignal ($U = \text{const} \cdot \sin(\omega \cdot t)$) des Tiefpasses 21 anliegt. Das Ausgangssignal des Phasenkomparators 25 stellt hier eine Rechteckspannung mit der Impulshöhe U_0 , entsprechend der Versorgungsspannung des Phasenkomparators 25, dar. Die Impulsdauer des Rechtecksignals entspricht der Phasendifferenz $K\alpha$ der beiden Eingangsspannungen, welche proportional ist zu dem geometrischen Drehwinkel α , der gemessen werden soll. Das Rechtecksignal wird mittels eines weiteren Tiefpasses 27 geglättet und ergibt somit das zum Drehwinkel α der in der Fig. 1 dargestellten drehbaren Welle 1 proportionale Ausgangssignal U_A .

Es wird also letztendlich ein Phasenvergleich von U und $U(t)$ durchgeführt, der zur pulsweitenmodulierten Spannung führt, die durch einen Tiefpaß in eine Analogspannung gewandelt wird.

Anstatt der Phasenverschiebung des Stromes kann auch eine Spannung nach dem Sensorelement um 90° phasenverschoben werden.

Der Kern der Erfindung ist also letztendlich die Ausnutzung von $\sin(a + b) = \sin(a) \cdot \cos(b) + \sin(b) \cdot \cos(a)$ für die Auswertung der Signale der Sensoren, die Speisesignale mit Steuersignalen multiplikativ verknüpfen, so daß o. g. Ausdruck entsteht.

Werden die beiden Sensorelemente nicht mit sinusförmigen sondern mit rechteckförmigen Signalen der Kreisfrequenz ω angesteuert, ergibt sich eine günstige Auswertemöglichkeit. Die Rechtecksignale besitzen dabei ein Tastverhältnis von 50% und sind gegeneinander

um eine Viertelperiode verschoben. Solche Rechtecksignale sind sehr einfach mit Flip-Flops zu erzeugen, wobei die Phasendifferenz exakt 90° beträgt und die Amplituden identisch sind. Diese Eigenschaften, die für die Meßgenauigkeit sehr wichtig sind, lassen sich bei analogen Sinus bzw. Cosinussignalen nur mit größerem Aufwand erreichen. Die beiden Sensorsignalen werden bei Ansteuerung mit rechteckförmigen Signalen in gleicher Weise wie bei der Ansteuerung mit sinus- bzw. cosinusförmigen Signalen addiert. Das resultierende Signal besitzt Kreisfrequenzanteile bei ω , 3ω , 5ω usw. Jede dieser Kreisfrequenzen besitzt die Phase K_α , $-K_\alpha$, K_α , ... gegenüber einem Sinussignal mit der entsprechenden Kreisfrequenz. Um die Phase messen zu können ist eine Kreisfrequenz, beispielsweise (ω oder 3ω aus dem Summensignal auszufiltern. Dies kann durch einen Tiefpaß für die Grundwelle ω oder durch einen Bandpaß für 3ω erfolgen, anschließend wird die Phase wie bereits im Ausführungsbeispiel mit der sinusförmigen Anregung beschrieben mit Hilfe eines Phasenkomparators und eines Mittelungstiefpasses gemessen.

In Fig. 5 ist ein Ausführungsbeispiel mit 2 um 45° gegeneinander verdrehten AMR-Sensorelementen und Rechtecksignalanregung als Blockschaltbild angegeben. Eine Einrichtung zur Erzeugung der Rechtecksignale 28, die im einfachsten Fall aus 2 D-Flip-Flops besteht, wird von einem Taktgenerator 29 angesteuert. Der Taktgenerator 29 erzeugt ein Vielfaches, beispielsweise das vierfache der gewünschten Rechteckkreisfrequenz ω . Damit liefert die Rechtecksignalerzeugung nicht nur die 0° - und die 90° -Signale mit 50% Tastverhältnis, sondern auch deren Komplemente, also 180° und 270° .

Die beiden gegeneinander um einen Winkel von 45° verdrehten Sensorelemente 30, 31 werden mit je einem Gegentaktsignal angesteuert, das über die Eingänge "in" zugeführt wird. Zwei nachgeschaltete Differenzverstärker 32, 33 heben die Sensorsignale um einen Faktor von beispielsweise 50 an. Die am Ausgang der Differenzverstärker 32, 33 entstehenden Signale werden im Summationspunkt 34 addiert. Im nachfolgenden Filter 35 wird das addierte Signal so gefiltert, daß am Ausgang des Filters 35 ein sinusförmiges Ausgangssignal entsteht, das im Phasenkomparator 36 mit dem 0° -Signal verglichen wird. Dem Phasenkomparator 36 wird dazu noch die Spannung U_p zugeführt.

Das vom Phasenkomparator 36 gelieferte Ausgangssignal wird einem Tiefpaßfilter 37 zugeführt. In diesem Tiefpaßfilter wird eine Mittelwertbildung durchgeführt. Wird der Phasenkomparator 36 mit der extern zugeführten Spannung U_p betrieben, wird die Ausgangsspannung des Tiefpasses 37 proportional zur Spannung U_p und zum Winkel K_α . Die Ausgangsspannung U_A am Ausgang des Tiefpasses 37 zeigt dann ein ratiometrisches Verhalten ähnlich der Schleiferspannung bei einem Potentiometer.

Die Nullpunktstabilität des beschriebenen Systems nach Fig. 5 hängt vom Temperaturgang der Gruppenlaufzeit des Filters und dem Temperaturgang der Oszillatorkreisfrequenz ab. Um diese Temperaturabhängigkeit zu minimieren, gibt es folgende Möglichkeiten:

1. Der Temperaturgang des Oszillators wird gleich dem Temperaturgang der Gruppenlaufzeit gesetzt. Dies läßt sich beispielsweise durch identische Bauelemente im Oszillator und im Filter erreichen. Die meisten Filterschaltungen lassen sich auch als Oszillator einsetzen, wenn man die Verstärkung entsprechend erhöht oder eine separate Rückkopplung

läng vorsieht.

2. Aufbau des Filters in Switched-Capacitor-Technik (SC-Technik) und Taktungen des Filters mit dem Taktgenerator. Diese Möglichkeit ist im Ausführungsbeispiel nach Fig. 6 dargestellt. Die Schaltung nach Fig. 6 unterscheidet sich von der Schaltung nach Fig. 5 lediglich darin, daß eine zusätzliche Verbindung zwischen dem Taktgenerator 29 und dem als SC-Filter ausgestalteten Filter 35 vorhanden ist.

Da die Grenzfrequenz von SC-Filtern nur von der Taktfrequenz abhängt und die Taktfrequenz ein Vielfaches der Rechteckfrequenz ist, wird mit der in Fig. 6 dargestellten Schaltung der Temperaturgang des Nullpunkts nahezu vollständig eliminiert.

In Fig. 7 ist ein weiteres Ausführungsbeispiel dargestellt, bei dem ein zweites Filter 38 vorhanden ist, das zwischen der Rechtecksignalerzeugung 28 und dem Phasenkomparator 36 liegt. Diesem Filter 38 wird das Nullgrad-Rechtecksignal zugeführt. Das Filter 38 sowie das Filter 35 sind identische Filter, wodurch Filter 38 den Temperaturgang der Gruppenlaufzeit von Filter 35 kompensiert.

In Fig. 8 ist eine konkrete Auswerteschaltung für einen magnetoresistiven Winkelsensor dargestellt. Im einzelnen läßt sich der Aufbau und die Funktion wie folgt erläutern: Ein PLL Baustein 39 enthält den Oszillator, der mit 40 kHz schwingt sowie den Phasenkomparator. Zwei D-Flip-Flops 40, 41 bilden die Rechtecksignalerzeugung, die Ausgangsfrequenz beträgt 10 kHz. Die komplementären Ausgänge sind mit den Eingängen des AMR-Winkelsensors 42 verbunden, der wie in den Fig. 5 bis 7 dargestellt zwei gegeneinander um 45° verdrehte Sensorelemente umfaßt.

Ein Doppeloperationsverstärker 43, 44 stellt den Differenzverstärker dar. Die Summe der beiden Verstärkerausgangssignale gelangt zum Butterworth-Tiefpaß 4. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 10 kHz, der von einem Operationsverstärker 45 samt der zugehörigen Beschaltung gebildet wird. Ein als Komparator geschalteter Operationsverstärker 46 formt das Sinusausgangssignal des Tiefpasses in ein Rechtecksignal um, das vom Phasenkomparator besser als ein Sinussignal verarbeitet werden kann. An Pin 15 des PLL-Bausteines 39 kann das pulsbreitenmodulierte Ausgangssignal abgenommen werden. Am analogen Tiefpaßausgang kann eine zum Winkel proportionale Gleichspannung U_A abgenommen werden. Mit 47 ist die Spannungsversorgung der Gesamtschaltung bezeichnet.

Mit den Potentiometern P1, P2 und P3 können Asymmetrien in den Sensoren und in den Differenzverstärkern kompensiert werden. P1 kompensiert Amplitudenfehler zwischen den beiden Kanälen. P2 und P3 kompensieren Offsetfehler der Sensoren und übersprechen in der Schaltung. Ein Ersatz der Potentiometer durch digital einstellbare Netzwerke ist bei Integration der Schaltung möglich.

Die in der Schaltung vorhandenen Widerstände und Kondensatoren sowie die erforderlichen Spannungsversorgungen und Masseanschlüsse werden in der Beschreibung nicht näher bezeichnet, sie sind dem Schaltungsbeispiel zu entnehmen.

Mit der in Fig. 8 dargestellten Schaltungsanordnung läßt sich ein digitaler Nullpunktstabilität realisieren. Dazu kann eine grobe Verschiebung des Nullpunktes um (mechanisch gesehen) 45° , 90° oder 135° durch Einspeisung des 90° , 180° oder 270° Signales anstelle des 0° -Si-

gnales in den Phasenkomparator erfolgen. Eine Feinverschiebung ist durch digitale oder analoge Verzögerung eines der beiden Signale, die zum Phasenkomparator gelangen, möglich. Eine analoge Verschiebung kann beispielsweise durch einen Allpaß, der vorteilhaft erweise in SC-Technik ausgestaltet ist, erfolgen. Die Laufzeit dieses Allpasses läßt sich einfach digital programmieren.

Eine digitale Verschiebung kann beispielsweise durch einen programmierbaren Zähler erfolgen, wobei im Interesse einer feinen Quantisierung eine relativ hohe Taktfrequenz zu verwenden ist.

Mit der vorliegenden Schaltung ist auch eine Kompen-sation der teilweise temperaturabhängigen Sensor-eigenschaften durchführbar, eine temperaturabhängige Sensoreigenschaft ist beispielsweise der Sensorinnenwid-erstand, der üblicherweise von der Temperatur ab-hängt. Da der Sensor mit komplementären Rechtecksi-gnalen konstanter Amplitude betrieben wird, ist seine Stromaufnahme zeitlich konstant, jedoch temperatur-abhängig. Da der CMOS-Flip-Flop Baustein 40 bzw. 41 bei einer Taktfrequenz von beispielsweise 40 kHz eine vernachlässigbare Stromaufnahme aufweist, ist der Strom, der in der Versorgungsleitung des Flip-Flops fließt, ein direktes Maß für den Strom im Sensor und damit für die Sensortemperatur. Aus der Messung des Stromverbrauchs des Sensors lassen sich somit tempe-raturabhängige Korrektursignale ableiten, die genau so auf das Summensignal wirken wie die Potentiometer in Fig. 8.

In Fig. 9 ist das Blockschaltbild eines weiteren Ausführungsbeispiels in der Erfindung dargestellt. Bei diesem Ausführungsbeispiel wird der Sensor, der die beiden Sensorelemente 30, 31 umfaßt, mit Gleichspannung betrieben. Die beiden Sensorelemente 30, 31 liegen dabei zwischen der Gleichspannung U_s und Masse. Die sich einstellenden Ausgangsspannungen an den beiden Sensorelementen 30, 31 ergeben sich zu:

$$U_{a1}(K\alpha) = C \cdot U_s \cdot \cos(K\alpha)$$

$$U_{a2}(K\alpha) = C \cdot U_s \cdot \sin(K\alpha).$$

Diese Ausgangssignale werden den beiden elektronischen Schaltern 48a, 48b zugeführt, die jeweils die Stellungen, a, b, c, d aufweisen. Beide Schalter durchlaufen periodisch die Stellungen a, b, c, d, a, b, ... Die Periodendauer eines Umlaufs sei T_0 , die Verweildauer pro Stellung $T_0/4$. Die Schalter werden von einem Teiler 49, der von einem Taktgenerator 50 getaktet wird, durch ent-sprechende Signale angesteuert. Ein nachgeschalteter Differenzverstärker 51 erhält somit nacheinander fol-gende Eingangssignale:

$$U_{a1}(K\alpha), U_{a2}(K\alpha), -U_{a1}(K\alpha), -U_{a2}(K\alpha).$$

Diese periodische Signalfolge beschreibt eine mit der Abtastfrequenz $4/T_0$ abgetastete treppenförmige Cosi-nusspannung U_t mit der Frequenz $1/T_0$ und der Phase $-K\alpha$, die folgendermaßen dargestellt werden kann:

$$U_t = C \cdot U_s \cdot \cos(2\pi \cdot t/T_0 - K\alpha) \text{ mit } t = 0, T_0/4, 2T_0/4, 3T_0/4, \dots$$

Im Differenzverstärker 51 wird dieses Signal um einen vorgebbaren Faktor, beispielsweise um 50, angehoben. Das nachfolgende Filter 52, das vorzugsweise in Swit-ched-Capacitor-Technik aufgebaut ist, erzeugt daraus ein sinusförmiges Ausgangssignal, das im Phasenkomparator 36 mit dem 0° -Signal, das ebenfalls vom Teiler

geliefert wird, verglichen wird. Das nachgeschaltete Tiefpaßfilter 54 führt die Mittelwertbildung des puls-breitenmodulierten Phasenmeßsignals durch. Wird der Phasenkomparator mit der extern zugeführten Spannung U_p betrieben, wird die Ausgangsspannung des Tiefpasses proportional zu U_p und den Winkel $K\alpha$, es ergibt sich dann wiederum ein ratiometrisches Verhal-ten wie beispielsweise bei einem Potentiometer. Das Switched-Capacitor-Filter wird direkt vom Taktgenera-tor 50 getaktet.

In Fig. 10 ist ein ausführliches Schaltungsbeispiel dar-gestellt, dessen wesentliche Bauteile im folgenden näher bezeichnet werden. Ein PLL-Baustein 55 enthält den Oszillatator, der mit einem Megahertz schwingt. Außer-15 dem umfaßt der PLL-Baustein 55 den Phasenkomparator. Mit 56 ist ein Frequenzteiler bezeichnet, der zunächst durch 25 und anschließend durch 4 teilt. Die Ausgänge an Pin 3 bzw. 13 des Frequenzteilers liefern somit ein 20 kHz bzw. ein 1 kHz Schaltsignal an den zweikanaligen 20 Multiplexer 57, an dessen Eingängen der Sensor 58 wie oben beschrieben, angeschlossen ist. Zwischen den Aus-gängen X und Y entsteht die bereits erwähnte treppen-förmige Cosinusspannung U_t mit der Frequenz 10 kHz und der Abtastfrequenz 40 kHz, die vom Differenzver-25 stärker 53, 54 verstärkt wird. Die Filterung erfolgt im Switched-Capacitor-Filter 59, das mit einem Megahertz aus dem Oszillatator getaktet wird. Die Grenzfrequenz des SC-Filters beträgt ein Megahertz/100 = 10 kHz.

Infolge dieser Zusammenhänge ist die Spannung am 30 Filterausgang rein sinusförmig. Ein frei verfügbare Operationsverstärker im SC-Filter sei als Komparator konfiguriert, der die Sinusspannung in eine Rechteckspannung gleicher Phase überführt. Die Rechteckspannung wird zum Phasenkomparator geführt und dort mit dem 0° -Signal (Pin 13) verglichen.

Das pulsbreitenmodulierte Ausgangssignal kann an Pin 15 abgenommen werden. Am analogen Tiefpaßaus-gang erscheint eine zum Winkel proportionalen Gleich-spannung U_A .

Die Spannungsversorgung der genannten Schaltung ist schematisch als Schaltung 52 dargestellt.

Patentansprüche

1. Anordnung zur berührungslosen Drehwinkel-fassung eines drehbaren Elements, bei der,

— unter Auswertung von magnetisch beein-flußbaren Eigenschaften einer Sensoranord-nung, mit wenigstens zwei Sensorelementen, eine vom drehbaren Element erzeugte oder beeinflußte magnetische Feldstärke (B) in ei-ner Auswerteschaltung detektierbar und zur Ermittlung der Drehlage heranziehbar ist, da-durch gekennzeichnet, daß

— die Auswerteschaltung derart ausgebildet ist, daß die Sensorelemente jeweils mit einem um 90° gegeneinander phasenverschobenen Wechselstrom (I_1, I_2) bzw. einer entsprechen-den Wechselspannung versorgt werden, die wie folgt gebildet sind:

$$I_1(t) = I_0 \cdot \cos(\omega \cdot t)$$

$$\text{und } I_2(t) = I_0 \cdot \sin(\omega \cdot t), \text{ daß}$$

— die Spannungen (U_{H1}, U_{H2}) an Ausgängen der Sensorelemente sich wie folgt ergeben:

$$U_{H1}(t, \alpha) = C_1 \cdot B_1 \cdot \cos(K\alpha) \cdot I_1(t) \text{ und}$$

$$U_{H2}(t, \alpha) = C_2 \cdot B_2 \cdot \sin(K\alpha) \cdot I_2(t) \text{ wobei}$$

die Konstanten $C_1 = C_2 = C$ und die Feld-komponenten $B_1 = B_2 = B$ sind, daß

- in einer Summationsschaltung (3) die Summe aus den beiden Spannungen $U_{H1}(t)$ und $U_{H2}(t)$ gebildet wird und daß
- in einem Phasenkomparator (25) der 5 ursprüngliche Wechselstrom und das Ausgangssignal der Summenschaltung (23) derart verarbeitet werden, daß eine dem Drehwinkel (α) proportionale Ausgangsspannung (U_A) entsteht.

2. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die zwei Sensorelemente Hall-Sensoren sind.

3. Anordnung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß

- die Sensoranordnung (5) aus vertikal, parallel zur Drehachse gerichteten Hallsensoren (6, 7) aufgebaut und derart dem drehbaren Element (2) gegenüber angeordnet ist, daß die vom drehbaren Element (2) ausgehend Feldlinien (B) in jeder Drehlage quer zu den von der Richtung eines Stromes (I) in den Hallsensoren (6, 7) vorgegebenen Hallstrukturen verlaufen und daß
- die sich durch eine Drehwinkeländerung (α) ergebende Änderung der Richtungskomponenten der Feldlinien (B) in der auswertbar sind.

4. Anordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß

- zwei, gegeneinander um 90° versetzte Hallsensoren (6, 7) als Bestandteil der Sensoranordnung (5) vorhanden sind, deren jeweilige Hallspannungen (U_{H1}, U_{H2}) in einer zur Drehachse rechtwinklig liegenden Ebene annehmbar sind und jeweils um 90° verschiedene 35 Richtungskomponenten der Feldlinien (B) detektieren.

5. Anordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß

- das bewegliche Element ein Dauermagnet (2) ist, der rotationssymmetrisch auf der Stirnseite einer sich drehenden Welle (1) angeordnet ist und in den gegenüberliegenden Hallsensor (6, 7) eine Änderung der Hallspannungen (U_{H1}, U_{H2}) nach folgenden Beziehungen verursacht:

$$U_{H1} = C_1 \cdot I_1 \cdot B \cdot \cos \alpha, \quad (1)$$

$$U_{H2} = C_2 \cdot I_2 \cdot B \cdot \sin \alpha, \quad (2)$$

wobei U_{H1} die Hallspannung des Hallsensors (6), U_{H2} die Hallspannung des um 90° versetzten Hallsensors (7), C_1, C_2 Materialkonstanten der Hallsensoren (6 und 7), B die senkrecht zur Ebene der Hallsensoren (6 und 7) auftretende magnetische Feldstärke (unter der Voraussetzung, daß die Feldstärke an beiden Hallsensoren (6 und 7) gleich ist ($B_1 = B_2$)) und α der Drehwinkel des sich drehenden Elements (Magnet 2) ist.

6. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß

- die zwei Sensorelemente um 45° gegeneinander verdrehte AMR-Sensoren sind.

7. Anordnung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß

- der Drehwinkel des drehbaren Elementes (2) durch die Verknüpfung der Beziehung (1) und (2) entsprechend

$$K\alpha = \arctan(U_{H1}/U_{H2}) \quad (3)$$

in einer nachgeschalteten Auswerteschaltung bestimbar ist.

8. Anordnung nach einem der Ansprüche 2 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß

- die Hallsensoren (6, 7) Bestandteil eines mikromechanisch bearbeitbaren Halbleiter-Wafers sind, dessen Waferebene rechtwinklig zur Drehachse liegt, daß
- die Hallstruktur der Hallsensoren (6, 7) in denen der Strom (I) fließt, vertikal zur Waferebene verläuft und daß
- in den Halbleiter-Wafer ebenfalls eine Auswerteschaltung oder Teile davon integriert sind.

9. Anordnung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß

- der Halbleiter-Wafer aus Silizium hergestellt ist.

10. Anordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß

- als Wechselströme (11, 12) rechteckförmige Signale mit Kreisfrequenz ω und einem Tastverhältnis von 50% verwendet werden, die gegeneinander um eine Viertelperiode verschoben sind und zur Versorgung der beiden Sensorelemente dienen und
- daß die Ausgangssignale der Schaltmittel einem Verstärker sowie wenigstens einem Filter zugeführt werden und in einem Phasenkomparator zur Erzeugung einer vom Drehwinkel abhängigen Ausgangsspannung verarbeitet werden.

11. Anordnung nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1, dadurch gekennzeichnet, daß

- die Auswerteschaltung derart ausgebildet ist, daß die Sensorelemente jeweils mit einer Gleichspannung (U_s) angesteuert werden, daß sich die Ausgangsspannungen der Sensorelemente ergeben zu:

$$U_{a1}(K\alpha) = C \cdot U_s \cdot \cos(K\alpha)$$

$$U_{a2}(K\alpha) = C \cdot U_s \cdot \sin(K\alpha)$$

- daß die Ausgangsspannungen $U_{a1}(K\alpha), U_{a2}(K\alpha)$ zwei Schaltmittel zugeführt werden, die ihre Schaltstellungen periodisch durchlaufen,
- daß die Ausgangssignale der Schaltmittel einem Verstärker sowie wenigstens einem Filter zugeführt werden und einem Phasenkomparator zur Erzeugung einer vom Drehwinkel abhängigen Ausgangsspannung verarbeitet werden.

12. Anordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Filter als Switched-Capacitor-Filter aufgebaut sind.

13. Anordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß

- der zu erfassende Winkel α der Drehwinkel einer Welle in einem KFZ ist.

- Leerseite -

Fig. 1

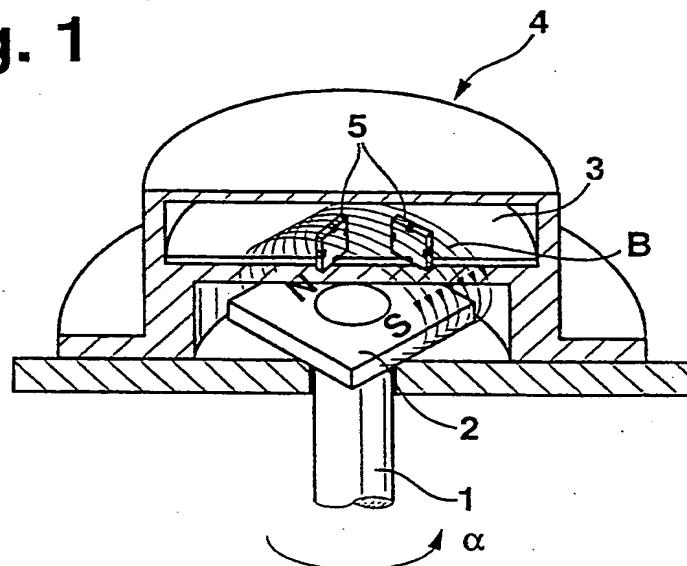


Fig. 2

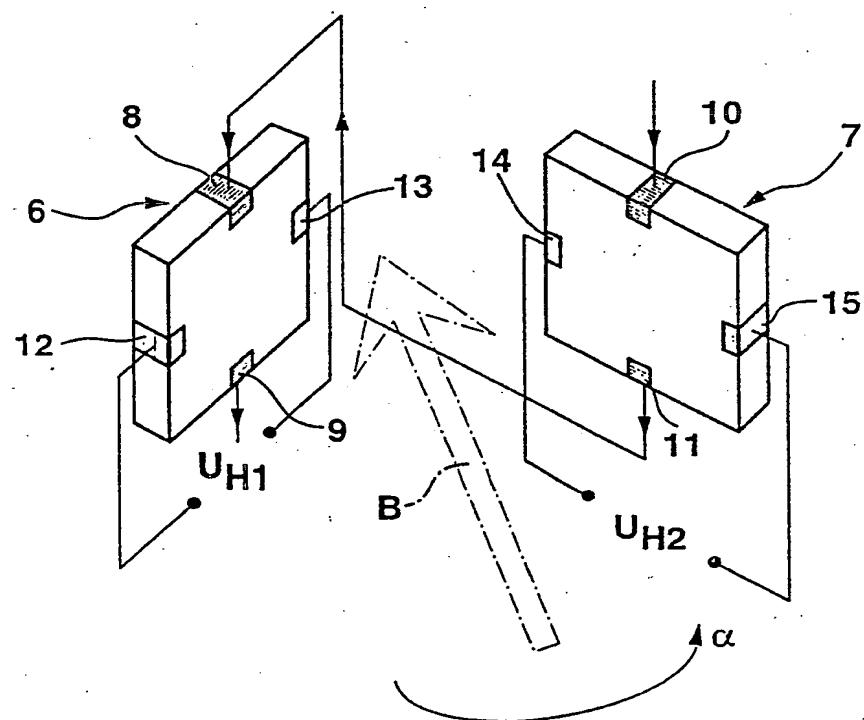


Fig. 3

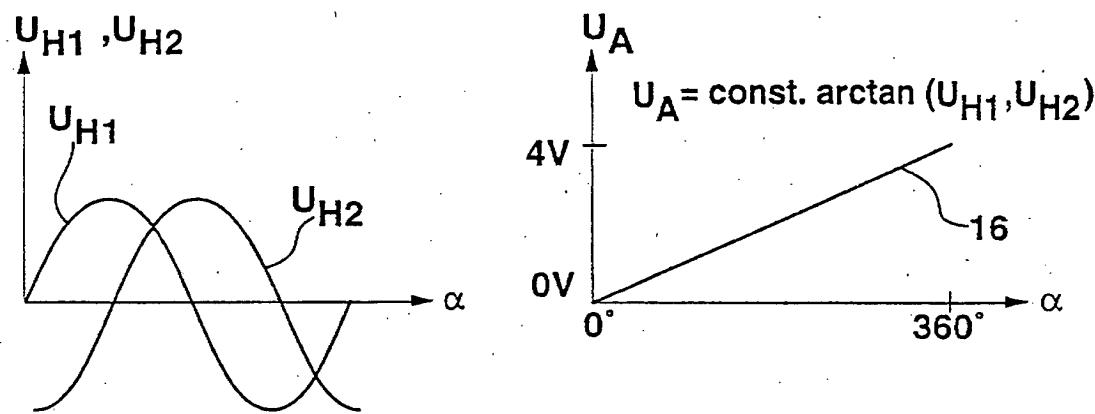
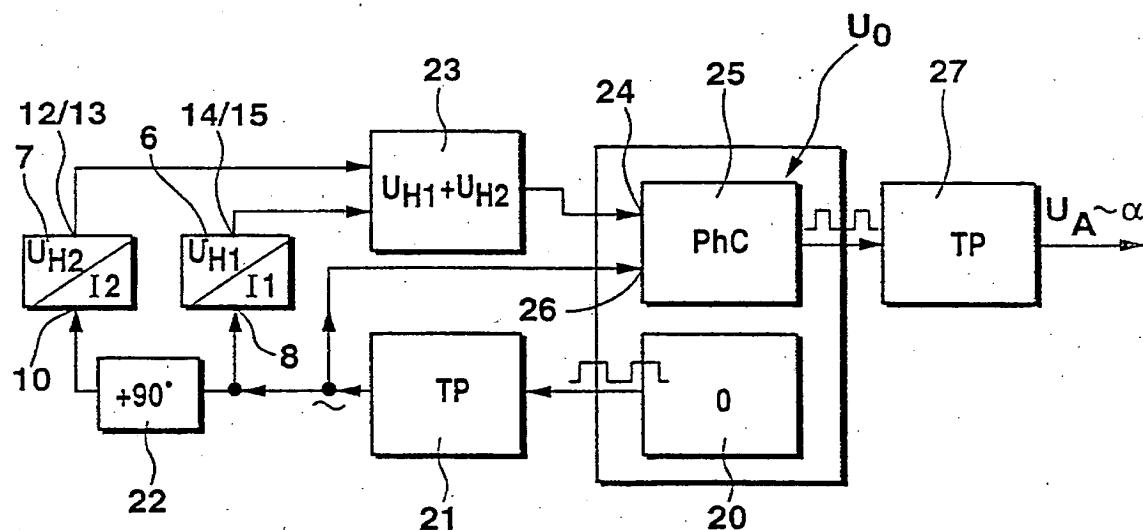


Fig. 4



5

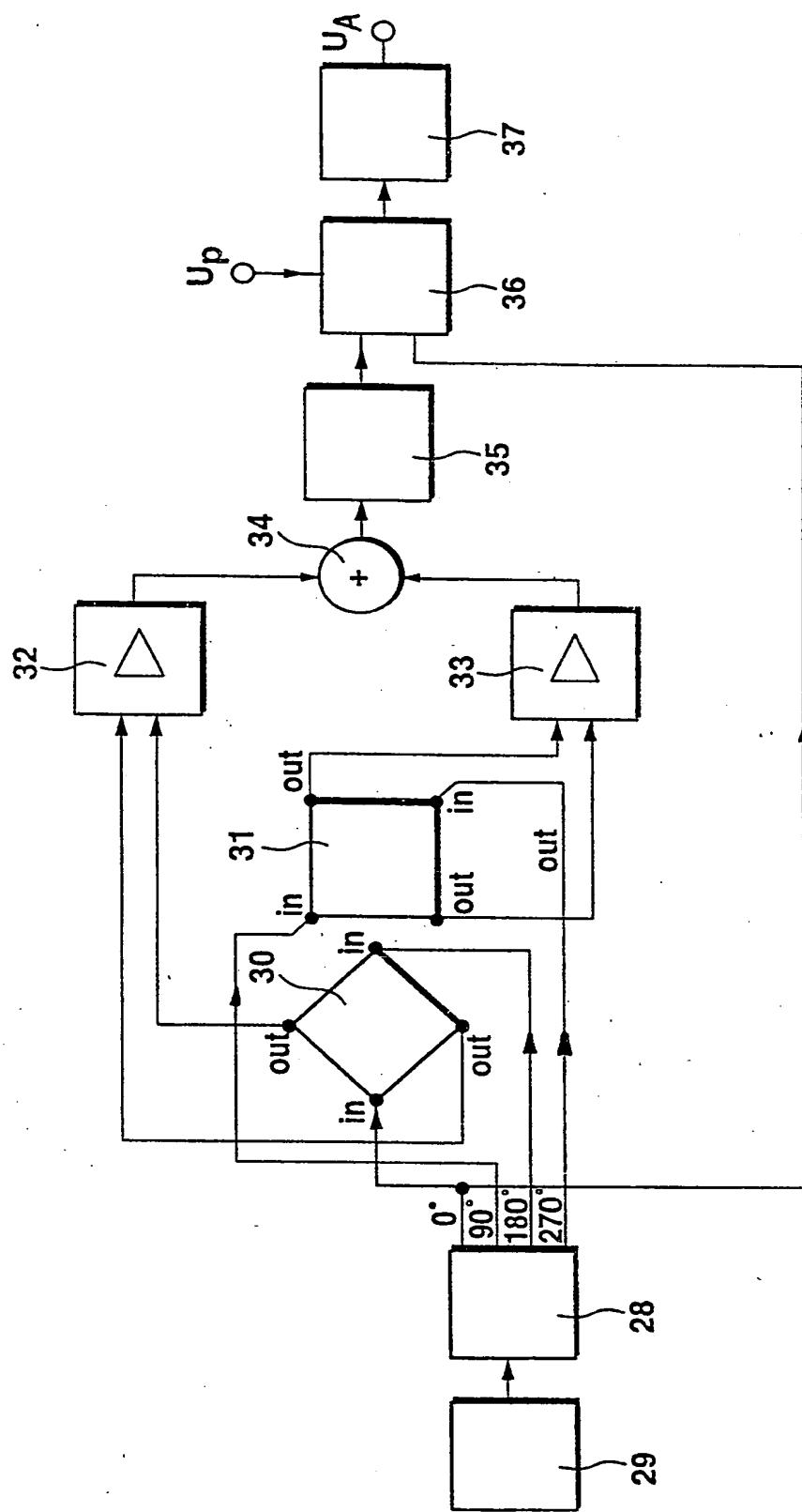


Fig. 6

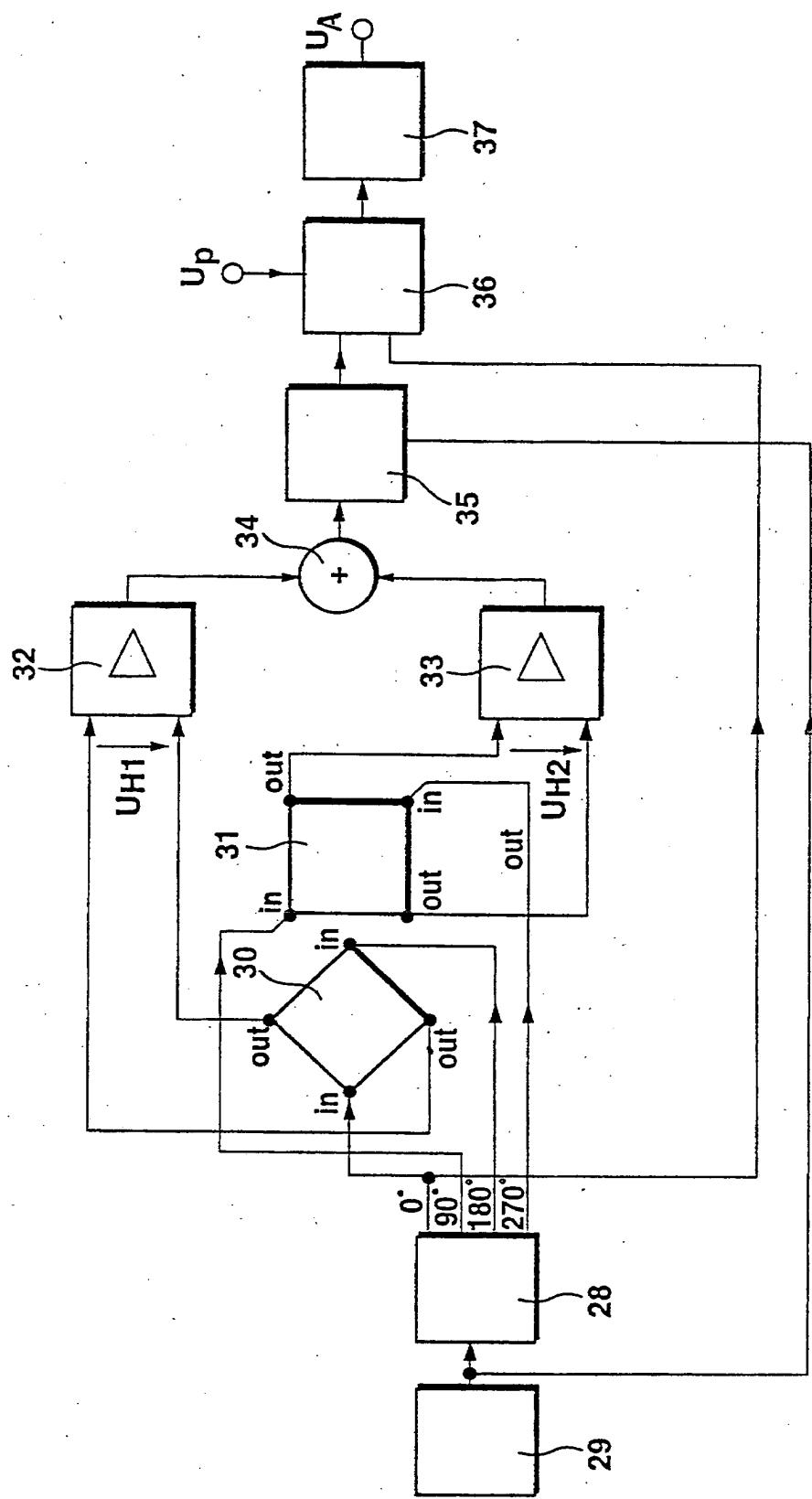
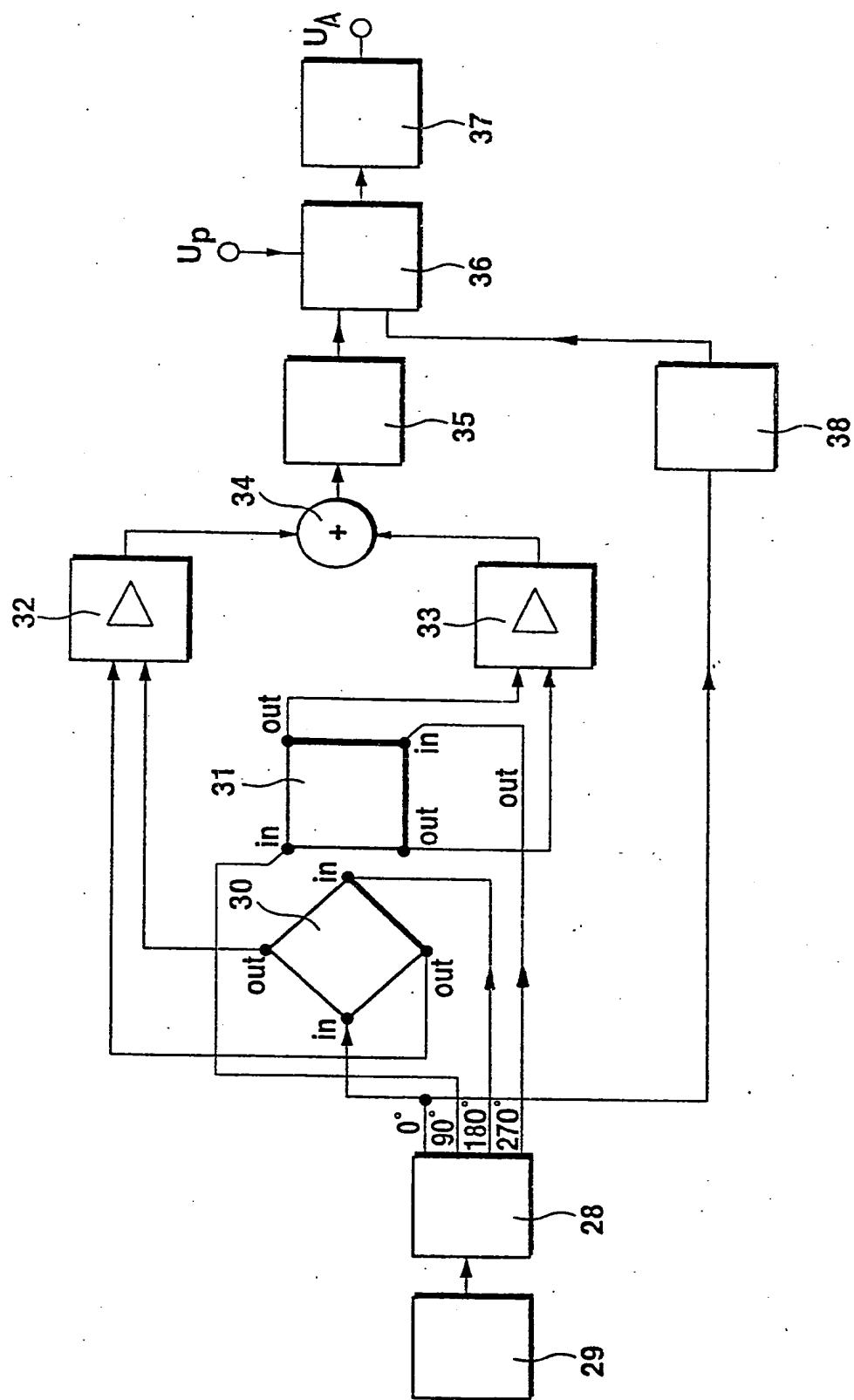


Fig. 7



8
四

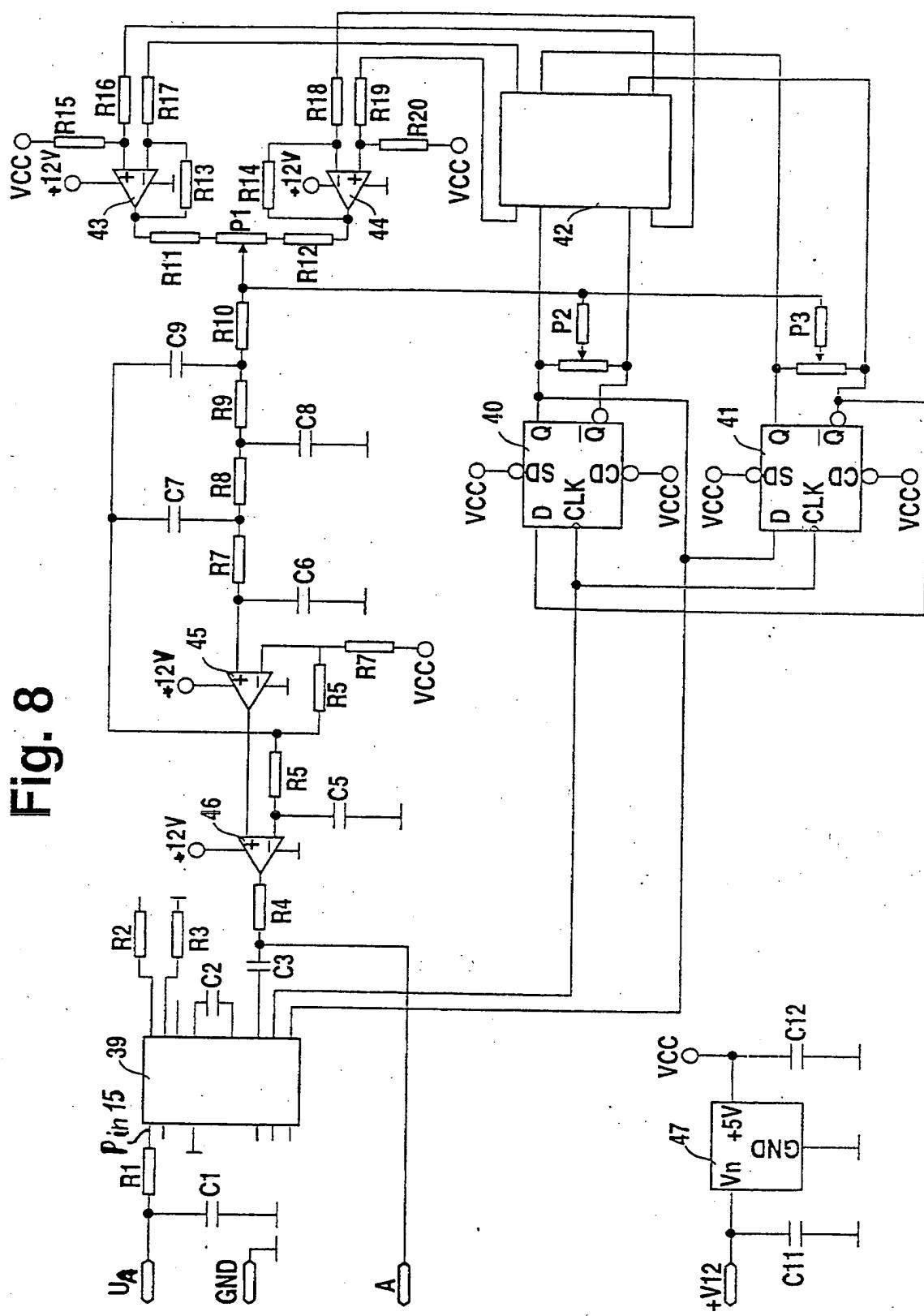
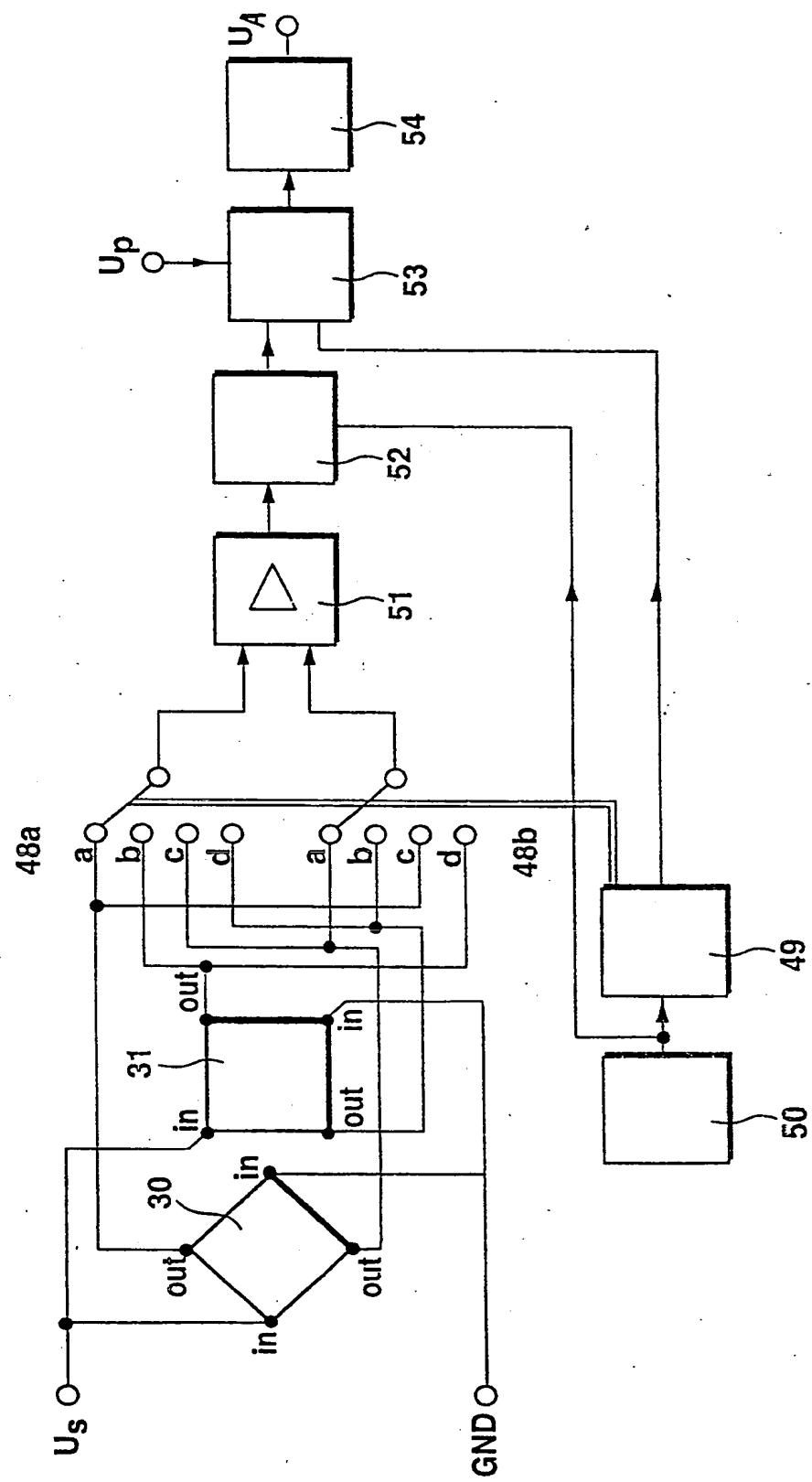


Fig. 9



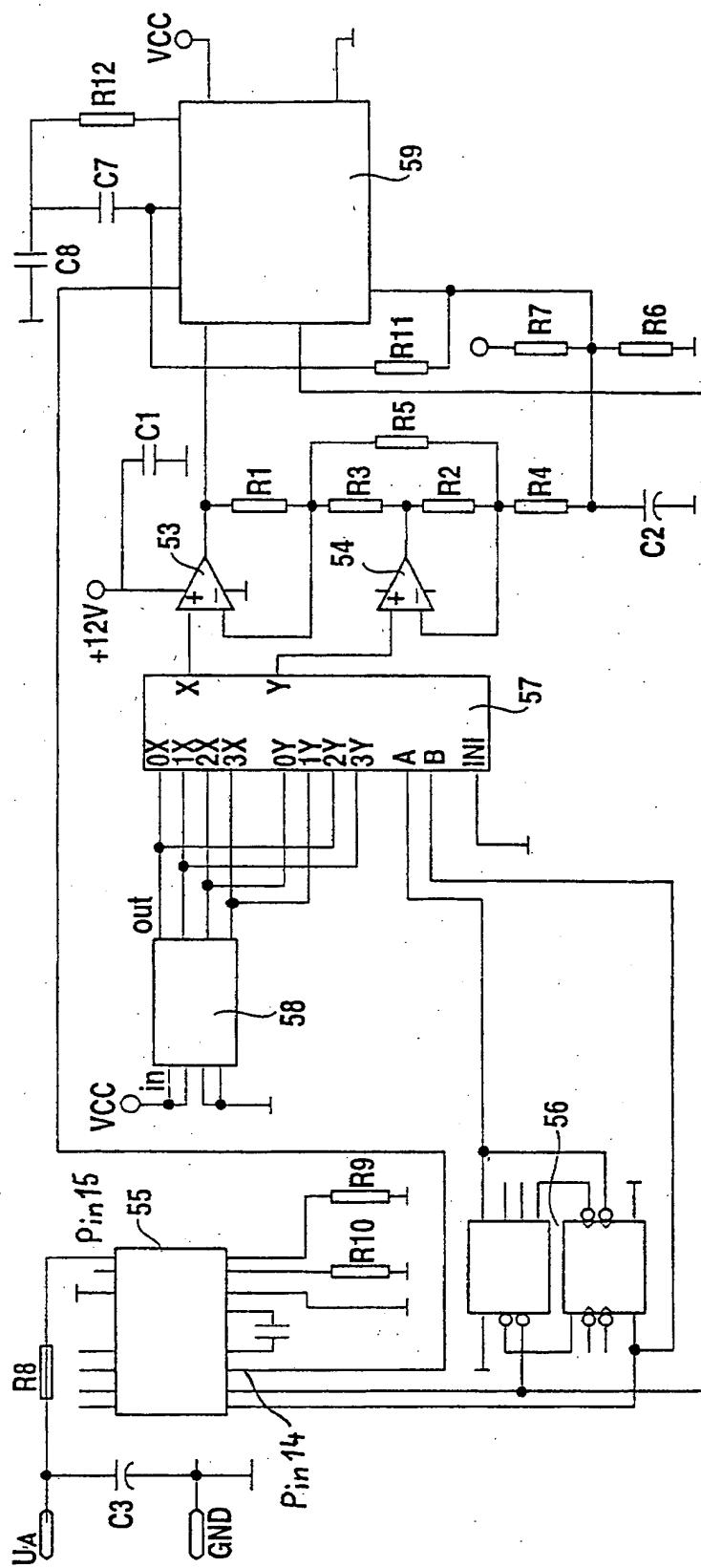
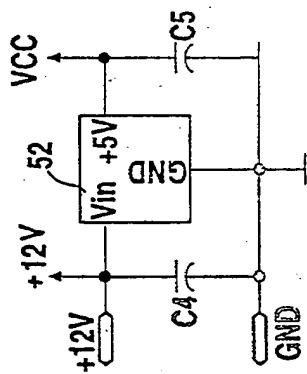


Fig. 10



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

BLACK BORDERS

IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES

FADED TEXT OR DRAWING

BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING

SKEWED/SLANTED IMAGES

COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS

GRAY SCALE DOCUMENTS

LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT

REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY

OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)